

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-138711
(43)Date of publication of application : 13.05.1992

(51)Int.CI.

H03H 11/00

H03H 11/12

H03J 3/10

(21)Application number : 02-260778
(22)Date of filing : 29.09.1990

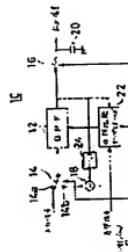
(71)Applicant : SANYO ELECTRIC CO LTD
(72)Inventor : NOMURA HIROSHI

(54) CONTROL CIRCUIT FOR VARIABLE BAND PASS FILTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To stably and surely control a BPF by forming an oscillation circuit so as to integrate the BPF automatically when a frequency of a reference signal and a frequency of the BPF are deviated.

CONSTITUTION: When an input signal is a chrominance signal, a switch 14 is thrown to the position of a contact 14b so as to give an output of an adder 18 to a BPF 12 for a period between the chrominance signal and a burst signal. A sum signal between an output of the BPF 12 of a prescribed level via a limiter 24 and a reference signal is outputted from the adder 18. The center frequency of the BPF 12 is controlled to be brought into a frequency f_0 of the reference signal by using the oscillation frequency. When a level of an output V_{out} of the reference signal component in response to an input V_{in} of the reference signal is smaller than the oscillation level, the BPF is oscillated at the frequency f_0 of the reference signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

⑪ 公開特許公報 (A) 平4-138711

⑫ Int. Cl.

H 03 H 11/00
11/12
H 03 J 3/10

識別記号 廣内整理番号

G 8731-5J
B 8731-5J
7341-5K

⑬ 公開 平成4年(1992)5月13日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全9頁)

⑭ 発明の名称 可変バンドパスフィルタの制御回路

⑮ 特 願 平2-260778

⑯ 出 願 平2(1990)9月29日

⑰ 発 明 者 野 村 浩 大阪府守口市京阪本通2丁目18番地 三洋電機株式会社内

⑱ 出 願 人 三洋電機株式会社 大阪府守口市京阪本通2丁目18番地

⑲ 代 理 人 弁理士 山田 義人

回路に関する。

【従来技術】

最近、VTR等の画像記録再生装置に使用される基板回路は、可変フィルタを内蔵し、基板回路の内部でまたは外部からその可変フィルタを自動的に調整するよう構成される傾向がある。

従来、この種の可変バンドパスフィルタ(Variable Band-Pass Filter: 以下、単に「BPF」という。)を自動的に制御する方法として、第6回または第7回図示の方法が知られている。

第6回の従来のBPFの制御回路1では、制御される第1および第2のBPF2aおよび2bと基準BPF3とが用いられる。BPF2a, 2bおよび3は、それぞれの間での強い相関を確保するために、実際の基板回路内では、同一の回路形態、同一の定数および同一のパターン形態で形成される。

そして、基準BPF3の入力には、図示しない基準信号源からの所定の周波数を有する基準信号が与えられ、基準BPF3の出力が位相比較器4

明 講 番

1. 発明の名稱

可変バンドパスフィルタの制御回路

2. 特許請求の範囲

基準信号を与えるための基準信号付与手段、

可変バンドパスフィルタからの出力信号と前記基準信号とを位相比較して前記可変バンドパスフィルタを制御するための制御信号を出力する位相比較手段、

前記可変バンドパスフィルタの前記出力信号を受けるレベル制限手段、および

前記レベル制限手段からの出力と前記基準信号とを重量的に前記可変バンドパスフィルタの入力に与える加算手段を備える、可変バンドパスフィルタの制御回路。

3. 発明の詳細な説明

【産業上の利用分野】

この発明は可変バンドパスフィルタの制御回路に関するもので、特にたとえば基板回路内に構成された可変バンドパスフィルタを自動的に制御する、制御

に与えられる。位相比較器4では、基準BPF3の出力と基準信号との位相を比較して、基準BPF3を制御するための制御信号（制御電圧または制御電流）を出力する。

BPFは、一般に、第8A図に示す特性を有するものであり、基準周波数 f_0 のとき位相が0°となり、周波数が高い方向にずれているときは位相が-90°まで変化し、一方周波数が低い方向にずれているときは位相が+90°まで変化する。したがって、位相比較器4からの制御信号のレベルは、基準BPF3の出力の位相のずれすなわち周波数ずれの程度を表し、この制御信号によって基準BPF3を制御することによって、基準BPF3の中心周波数を基準信号の周波数 f_0 と一致するように調整できる。

一方、前述のように被制御BPF2aおよび2bは基準BPF3と強い相関を有するものであるため、基準BPF3を制御する制御信号をこれらBPF2aおよび2bの制御信号として与えることによって、BPF2aおよび2bが基準BPF

3と同じ並様で制御され、結果的に、BPF2aおよび2bの中心周波数が基準信号の周波数 f_0 に一致する。

なお、第6図図示の従来回路の場合、基準BPF3はオールバスフィルタに代えられてもよい。この場合、オールバスフィルタは、たとえば、第8B図図示のような特性を有する。すなわち、オールバスフィルタでは、基準周波数 f_0 のときには-180°の位相を有し、周波数が高くなると-360°まで位相が変化しかつ周波数が低くなると0°まで位相が変化する。したがって、基準BPF3に代えてオールバスフィルタが用いられても、先に説明したと同様の動作が行われ得る。

第7図図示の別の従来のBPFの制御回路1では、BPFの出力は基準周波数 f_0 で位相0°でありかつ1以上のゲインを有するループでBPFの出力を入力に正帰還させるとBPFは1。で発振することを利用。すなわち、第7図の従来技術では、基準BPF3の出力と入力との間に1以上のゲインを有するアンプ5が接続され、そのア

ンプ5を通して基準BPF3の出力が入力に正帰還される。そして、基準BPF3の発振出力信号と基準信号との位相比較器4によって比較され、この位相比較器4から制御信号がOutputされる。この制御信号が、第6図の従来技術と同様に、被制御BPF2aおよび2bならびに基準BPF3に与えられる。

(発明が解決しようとする課題)

第6図および第7図のいずれの従来技術においても、BPF2a、2bおよび3は、同一集積回路チップ上に形成されるため比較的強い相間を示すが、集積回路内の素子のばらつきによって、各BPF2a、2bおよび3が同じ周波数 f_0 に調整されるべき場合には、実際には、±2%程度のばらつきがある。

また、BPF2aとBPF2bとが異なる周波数に調整されるべき場合、たとえば、基準BPF3の中心周波数とBPF2aの中心周波数を同じに調整し、BPF2bの中心周波数を基準BPF3のそれの1/2に調整する場合、位相比較器

4からの制御電流を1/2にしてBPF2bに与える。この場合、制御電流を調整する回路の素子のばらつきも加わるので、周波数は約5%程度ばらつく。

さらに、第6図の従来技術において、高精度化の要求に応えるために、基準フィルタとしてQの高いBPFを用いたとき、基準周波数 f_0 と基準BPFの周波数とがずれると、基準BPFからの出力レベルが小さくなってしまい、基準BPFが制御不可能になる場合がある。

それゆえに、この発明の主たる目的は、精度よくBPFを制御できる、BPFの制御回路を提供することである。

(課題を解決するための手段)

この発明は、簡単にいえば、基準信号を与えるための基準信号付与手段、BPFからの出力信号と基準信号との位相比較してBPFを制御するための制御信号を出力する位相比較手段、BPFの出力信号を受けるレベル制限手段、およびレベル制限手段からの出力と基準信号との重量的にB

Pの入力に与える加算手段を備える、BPFの制御回路である。

(作用)

BPFの入力には、加算手段によって、基準信号とレベル削除手段を通じたBPFの出力とが重畳された信号が与えられる。基準信号の周波数とBPFの周波数とがずれてBPFの手段に含まれる基準信号成分のレベルが一定以下になると、レベル削除手段を含む正帰還ループが形成され、BPFは発振する。したがって、位相比較手段では、BPFからの発振出力と基準信号とを位相比較することになる。

なお、基準信号の周波数とBPFの中心周波数とのすれが比較的小さいときには、BPFは発振せず、位相比較手段はBPFの出力に含まれる基準信号成分と基準信号とを比較する。

或る実施例では、位相比較手段からの制御信号は、直接、そのBPFに与えられるが、別の実施例では、制御信号は被制御BPFに与えられる。前者の実施例では、前述の重量信号または入力信

号がスイッチによって切り換えられて、時分割基準で、BPFの入力に与えられる。そして、必要に応じて、BPFの出力にスイッチおよびサンプルホールド回路が接続され、BPFの出力信号に含まれる基準信号を除去する。

(発明の効果)

この発明によれば、基準信号の周波数とBPFの周波数とがずれたとき自動的にBPFによって発振回路を構成するようにしていて、従来技術と異なり、BPFが調節不能状態にならなくなる、BPFを安定かつ確実に制御することができます。

この発明の上述の目的、その他の目的、特徴および利点は、図面を参照して行う以下の実施例の詳細な説明から一層明らかとなろう。

(実施例)

第1図に示すこの発明の一実施例のBPF回路10は、BPF12を含み、このBPF12の入力にはスイッチ14が接続され、出力にはスイッチ16が接続される。スイッチ14の接点14a

には入力信号が与えられ、接点14bには加算器18の出力が与えられる。スイッチ14は、制御ペルスによって切り換えられ、したがって、BPF12には、時分割基準で、入力信号または加算器18の出力が与えられる。具体的には、入力信号がクロマ信号の場合、クロマ信号とバースト信号との間の期間には、加算器18の出力がBPF12に与えられるように、スイッチ14は接点14b間に切り換えられる。

スイッチ16もまた制御ペルスによってオンまたはオフされ、スイッチ16がオフの間、BPF12の出力はサンプルホールド回路20によってサンプルホールドされる。したがって、スイッチ14を通してクロマ信号がBPF12に入力されているときには、BPF12の出力がスイッチ16を通してそのまま出力される。しかしながら、加算器18の出力がBPF12に入力されている期間では、サンプルホールド回路20の出力が出力信号として選出される。したがって、出力信号(クロマ信号)に基準信号が重畳されて出力され

るのが防止される。

BPF12の出力はまた、位相比較器22の一方入力に与えられ、位相比較器22の他方入力には基準信号が与えられる。そして、位相比較器22には、図示しないが、スイッチ16とサンプルホールド回路20と同じ組合せが含まれ、BPF12の出力に基準信号が現れたときにはそれを位相比較信号としては用いないようしている。位相比較器22の出力がBPF12の前段入力に直接与えられる。

BPF12の出力はさらに、リミッタアンプ(以下、単に「リミッタ」ということもある。)24を経て加算器18に与えられる。加算器18にはまた基準信号が与えられる。したがって、加算器18からは、リミッタ24を経た一定レベルのBPF12の出力と基準信号とが加算されて得られる重量信号が出力される。

上述のBPF12としては、第2A回または第2B回(および第3回)に示すような、無機回路内蔵型の可変フィルタが利用可能である。

第2 A図の可変フィルタの特性は次のようになる。

$$j \omega c_1(v_1 - v_2) = (v_1 - v_2) \frac{1}{r_2} \quad \dots (1)$$

$$j \omega c_1(v_2 - v_3) = (v_1 - v_2) \frac{1}{r_1} \quad \dots (2)$$

式(1), (2)より v_1 を消去すると、式(3)が得られる。

$$j \omega c_1 \omega c_2 r_1 r_2 v_3 - j \omega c_1 \omega c_2 r_1 r_2 v_2 \\ = v_3 - v_2 + j \omega c_1 r_1 v_2 - j \omega c_2 r_2 v_2 \quad \dots (3)$$

この可変フィルタをローパスフィルタとして構成する場合、 $v_4 = v_3 = 0$, $v_2 = v_{in}$, $v_3 = v_{out}$ と設定される。

この場合、伝達関数は、 $j \omega = 5$ とすると、式(4)で与えられる。

(以下余白)

$$T(S) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$= \frac{\frac{1}{r_1 r_2 C_1 C_2}}{S^2 + S \cdot \frac{r_1 C_2}{r_1 r_2 C_1 C_2} + \frac{1}{r_1 r_2 C_1 C_2}} \\ = \frac{\omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0^2}{8} S + \omega_0^2} \quad \dots (4)$$

したがって、周波数および Q は式(5), (6)で与えられる。

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{r_1 r_2 C_1 C_2}} \quad \dots (5)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 r_1}{C_2 r_2}} \quad \dots (6)$$

上述の可変フィルタがBPFとして構成される場合、 $v_2 = v_3 = 0$, $v_2 = v_{in}$, $v_3 = v_{out}$ と設定され、伝達関数、周波数および Q は、 $j \omega = 5$ と

すると、それぞれ、式(7), (8)および(9)で与えられる。

$$T(S) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$= \frac{\frac{1}{r_1 r_2 C_1 C_2}}{S^2 + S \cdot \frac{r_1 C_2}{r_1 r_2 C_1 C_2} + \frac{1}{r_1 r_2 C_1 C_2}}$$

$$= \frac{\frac{\omega_0^2}{8} S}{S^2 + \frac{\omega_0^2}{8} S + \omega_0^2} \quad \dots (7)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{r_1 r_2 C_1 C_2}} \quad \dots (8)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 r_1}{C_2 r_2}} \quad \dots (9)$$

その他、この可変フィルタは $v_2 = v_3 = v_{in}$, $v_1 =$

$= 0$, $v_2 = v_{out}$ として設定することによってハイパスフィルタとして、また、 $v_2 = v_1 = v_{in}$, $v_2 = -v_{in}$, $v_3 = v_{out}$ と設定することによってオールパスフィルタとして動作する。すなわち、同一形態のフィルタ構成で、入出力端子を適当に選ぶことにより、各種のフィルタが構成できる。

第2 B図は第1回実施例に用いたフィルタ構成を示し、第3図にその詳細回路を示す。この場合の特性は下記のようになる。

$$j \omega c_1(v_1 - v_2) + j \omega c_2(v_1 - v_2)$$

$$= (v_2 - v_3) \frac{1}{r_2} X_2 \quad \dots (10)$$

$$j \omega c_1(v_2 - v_3) = (v_1 L_1 - v_2 L_1) \frac{1}{r_1} X_1$$

$$L_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_1'} \quad L_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_2'}$$

$$X_1 = \frac{R_1'}{R_1 + R_1'} \quad X_2 = \frac{R_2'}{R_2 + R_2'} \quad \dots (11)$$

可変フィルタをBPFとして用いるのであるから、前述のように、 $v_3 = v_2 = 0$, $v_4 = v_{in}$, $v_1 =$

v_{out} と設定し、式回路から v_1 を消去し、 $\omega = \omega_0$ とすると、伝達関数および周波数は、それぞれ、式回路および図で与えられる。

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{v_2}{v_1} = \frac{\frac{v_{out}}{\omega_0}}{\frac{v_1}{\omega_0}} \\ &= \frac{s - \frac{L_1 K_1}{c_1(1 + \frac{c_2}{c_1})r_1}}{s^2 + s \frac{L_1 K_1}{c_1(1 + \frac{c_2}{c_1})r_1} + \frac{L_1 K_1 L_2}{c_1 c_2 r_1 r_2 (1 + \frac{c_2}{c_1})}} \quad \text{④} \\ \omega_0 &= \sqrt{\frac{L_1 K_1 L_2}{c_1 c_2 r_1 r_2 (1 + \frac{c_2}{c_1})}} \\ r_1 = r_2 &= \frac{2kT}{q_1} \text{ であるから} \\ \omega_0 &= \frac{q_1}{2kT} \sqrt{\frac{L_1 K_1 L_2}{c_1 c_2 (1 + \frac{c_2}{c_1})}} \quad \text{④} \end{aligned}$$

$$T(S) = \frac{\frac{\omega_0}{\omega} S}{S^2 + \frac{\omega_0}{\omega} S + \omega_0^2} \quad \text{④}$$

$$v_1 = v_{in} + v_2 \quad v_2 = -Av_{out}$$

$$v_{out} = v_1 F(S)$$

$$v_{out} = (v_1 + Av_{out}) F(S)$$

上記の伝達関数は式回路で与えられる。

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{F(S)}{1 - AF(S)} \quad \text{④}$$

したがって、式回路が得られる。

$$T(S) = \frac{F(S)}{1 - AF(S)} = \frac{\frac{\omega_0}{\omega} S}{S^2 + (1 - A) \frac{\omega_0}{\omega} S + \omega_0^2} \quad \text{④}$$

第4B図に示すように、第1回実施例のBPF 1 2が発振した場合、基準信号はBPF 1 2を通過せず、伝達関数は式回路で与えられる。

したがって、第3回に示されるそれぞれの差動対の電流 I を変化させれば、BPFの中心周波数 f_0 を変えることができる。したがって、第1回実施例では、位相比較器22の出力すなわち制御信号がこの電流 I を制御する。

第1回実施例において、BPF 1 2の中心周波数が外乱のために大きくなれた場合、BPF 1 2 のQが高いと、BPF 1 2から出力される基準信号成分のレベルが低下してしまい、BPF 1 2が制御不可能となる場合がある。その場合、この第1回実施例では、BPF 1 2に共振を生ぜしめ、その共振周波数を用いてBPF 1 2の中心周波数を基準信号の周波数 f_0 付近まで引き戻すように制御する。このことを、第4A図および第4B図を参照して説明する。

第4A図において、基準信号の入力 v_{in} に応じた基準信号成分の出力 v_{out} のレベルが、共振レベルより小さくなるとBPFは基準信号の周波数 f_0 で発振する。

BPFの伝達関数を $F(S)$ とすると、

$$|F(S)| = \sqrt{\frac{(\frac{\omega_0}{\omega} - \omega)^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\frac{\omega_0}{\omega} \omega)^2}} \quad \text{④}$$

$\omega = \omega_0$ の場合 $|F(S)| = 1$ であるから第4B図では、式回路が得られる。

$$\frac{v_2}{v_{in}} = \frac{A}{1 - A} \quad \text{④}$$

リミッタアンプが存在するため、実際には v_2 は一定レベルであり、ゲイン A はリミッタアンプへの入力レベルで変化する。

v_{in} と v_2 を加算するレベル比を B とする。

$$\frac{v_2}{v_{in}} = B \quad \text{ただし } B < 1 \text{ とする。}$$

$$\frac{v_2}{v_{in}} = B = \frac{A}{1 - A}$$

$$A = \frac{B}{1 + B} \quad \text{④}$$

これを $T(s)$ に代入し $|T(s)|$ を求めると式図が得られる。

$$|T(s)| = \sqrt{\frac{(\omega_m^2)^2}{\left(\omega_m^2 - \omega^2\right)^2 + \left(\frac{1}{1+B} - \frac{\omega_m^2}{B}\right)^2}}$$

— 44 —

$|T(s)| > 1$ のとき、入力 v_{1a} の周波数がループされる。 $|T(s)| < 1$ のとき、入力 v_{1a} による BPF12出力は発振レベルより小さくなり、BPF12は発振する。

なお、 v_{1a} のレベルと v_1 との加算比により、加算器18からの重量信号によって制御できる範囲と、発振によって制御する範囲とを選定設定することができる。

このようにして、第1回実施例では、BPF12の出力に含まれる基準信号成分のレベルがリミッタ24で決まる一定レベル以下になると、自動的に、BPF12によって発振回路を構成するようにしており、BPF12は常に安定かつ確

制御する方法と併用して、すなわち、自動的に切り換正在るので、BPF12（または12a、12bおよび12'）を常に安定的に制御することができる。

4. 回路の簡単な説明

第1回はこの発明の一実施例を示すブロック図である。

第2A図および第2B図は、それぞれ、この実施例に利用可能な可変フィルタの異なる例を示す回路図である。

第3図は第2B図に示す可変フィルタを詳細に示す回路図である。

第4A図および第4B図は、それぞれ、第1回実施例の動作を示すブロック図である。

第5図はこの発明の他の実施例を示すブロック図である。

第6図は従来技術を示すブロック図である。

第7図は別の従来技術を示すブロック図である

第8A図および第8B図は、それぞれ、BPF

実際に制御され得る。

第1回実施例では、位相比較器22の出力は直接BPF12に与えられた。しかしながら、第5回に示す実施例では、このようなBPF12を基準BPF12'にして用いる。すなわち、第5回実施例では、第1回実施例のBPF12と同じ構成の基準BPF12'を用い、位相比較器24では、基準BPF12'の出力と基準信号とを位相比較する。そして、位相比較器24の出力すなわち制御信号は、基準BPF12'とともに、被制御BPF12aおよび12bにも与えられる。したがって、BPF12aおよび12bが、第7回従来技術と同様に、基準BPF12'と同じ基準で制御される。結果的に、BPF12aおよび12bの中心周波数が基準BPF12'と同じまたは一定の関係を有する用波数になるように制御される。

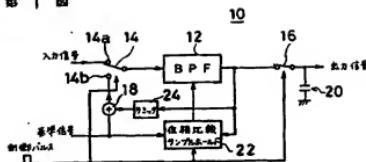
このようにして、この発明では、BPFに基準信号を入力してBPFの中心周波数を制御する方法と、BPFを発振させてBPFの中心周波数を

およびオールパスフィルタの特性を示すグラフである。

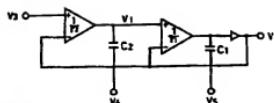
図において、10はBPF回路、12、12a、12b、12'はBPF、14、16はスイッチ、18は加算器、20はサンプルホールド回路、22は位相比較器、24はリミッタを示す。

特許出願人 三洋電機株式会社
代理人 弁理士 山田義人

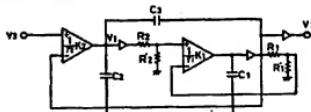
第1図



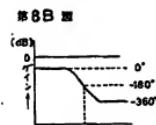
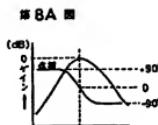
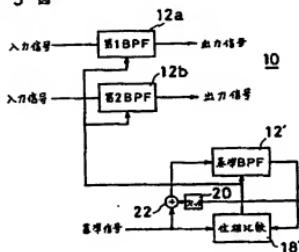
第2A図



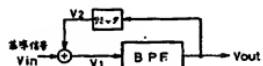
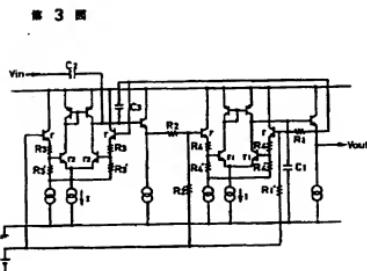
第2B図



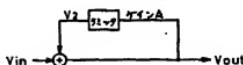
第5図



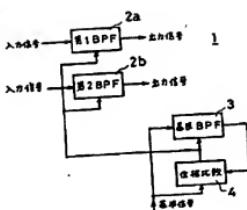
第4A図



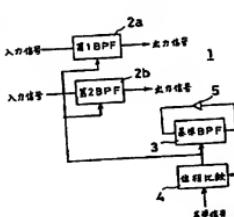
第4B図



第6図



第7図



平成03年03月11日

特許庁長官 聞

1. 事件の表示

平成02年特許第260778号

2. 免明の名称

可変バンドパスフィルタの制御回路

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人

住所 大阪府守口市京阪本通2丁目18番地

名称 (188) 三洋電機株式会社

代理人 井植 敏

4. 代理人 5541 〒大阪 (06) 229-0531

住所 大阪市中央区伏見町2丁目6番5号

(タナベビル 7階)

氏名 弁理士 9018 山田 義人

5. 補正命令の日付

自免補正



記

$$F(S) = \frac{\frac{\omega_n}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_n}{Q} S + \frac{\omega_n^2}{Q}} \quad \cdots (4)$$

$$v_1 = v_{in} + v_2 \quad v_2 = -Av_{out}$$

$$v_{out} = v_{in} + Av_{out} F(S)$$

(5) 明細書第20頁第7行および第9行の「位相比較器24」を「位相比較器22」に訂正する。

(6) 第5図を別紙の通り訂正する。

以上

6. 補正の対象

明細書の免明の詳細な説明の欄および図面

7. 補正の内容

(1) 明細書第7頁第7行の「手段」を「出力」に訂正する。

(2) 明細書第10頁第7行の「基準信号が」を「基準信号以外が」に訂正する。

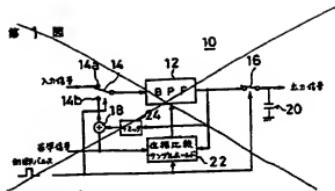
(3) 明細書第15頁(13)式を下記の通り訂正する。

記

$$\omega_n = \frac{q_1}{2kT} \sqrt{\frac{k_1 k_2 L_2}{c_1 c_2 (1 + \frac{c_2}{c_1})}} \quad \cdots (4)$$

(4) 明細書第17頁(14)式を下記の通り訂正する。

(以下余白)



第5図

